

LYT4211-4218/4311-4318



LYTSwitch™-4 ハイパワー LED ドライバ IC ファミリー

低入力電圧用 PFC を搭載したワンコンバータ型、高精度一次側定電流 (CC) コントローラ、トライアック調光及び非調光オプション

製品ハイライト

- $\pm 5\%$ を上回る CC 精度
- 5% 未満の出力のトライアック調光
- 素早い点灯
 - 最大輝度時 250 ms 以下
 - 10% 輝度時 1 s 以下
- 高効率 (0.9 以上)
- EN61000-3-2 に容易に適合
 - 最適設計時 THD 10% 以下
- 最大 92% の効率
- スwitching 周波数 132 kHz で、磁気部品の小型化が可能

高性能、一体化ドライバ、コントローラ、スイッチ

LYTSwitch-4 ファミリーは THD と高調波に対する世界各国の規制に容易に適合する、高効率オフライン LED ドライバを実現します。出力電流は高精度に制御され、CC 公差は $\pm 5\%$ 以下です。標準的なアプリケーションで最高 92% の効率に対応可能です。

トライアック調光器の幅広い選択をサポート

LYTSwitch-4 ファミリーはリーディングエッジ及びトレーリングエッジ トライアック調光アプリケーションにおいて優れた立ち上がり特性を提供します。これにより調光範囲が広く、狭い導通角からの立ち上がりでも素早く点灯できるドライバが実現します。調光率は大きく、“ポップオン” 電流は小さくなります。

ソリューション コストが安く長寿命

LYTSwitch-4 IC は高集積化されており、フォトカプラを使用せず、部品点数を削減する一次側制御方式を採用しています。これにより、低コストの片面基板を使用することができます。また、PFC と CC 機能をワンコンバータに組み込むことで更にコストを削減し、効率を向上させます。132 kHz の Switching 周波数を採用することで、小型で低コストの磁気部品が使用できます。

LYTSwitch-4 ファミリーを使用する LED ドライバでは、一次側の整流用アルミ電解コンデンサを使用しません。そのため、特に電球などの高温になる応用例で、ドライバの寿命を大幅に延ばすことができます。

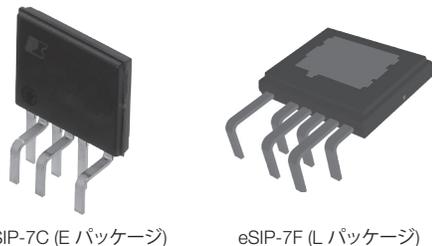


図 2. パッケージオプション

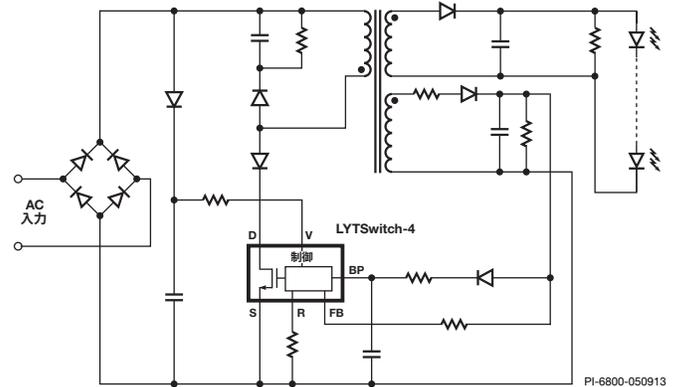


図 1. 標準的な回路図

様々な応用例及び電力レベルに最適

品番	入力電圧範囲	トライアック調光機能付き
LYT4211-LYT4218	85 ~ 132VAC	無し
LYT4311-LYT4318	85 ~ 132VAC	有り

出力電力テーブル^{1,2}

製品 ⁶	最小出力電力 ³	最大出力電力 ⁴
LYT4x11E/L ⁵	2.5 W	12 W
LYT4x12E/L	2.5 W	15 W
LYT4x13E/L	3.8 W	18 W
LYT4x14E/L	4.5 W	22 W
LYT4x15E/L	5.5 W	25 W
LYT4x16E/L	6.8 W	35 W
LYT4x17E/L	8.0 W	50 W
LYT4x18E/L	18 W	78 W

テーブル 1. 出力電力テーブル

注:

1. 標準的な設計での特性。アプリケーション ノートを参照してください。
2. 適切なヒートシンクを使用したオープン フレーム設計での連続電力。デバイスの周囲温度 70 °C。80% 以上の効率の標準的な LED 直列電圧で計算された電力レベル。
3. $C_{BP} = 47 \mu F$ での最小出力電力。
4. $C_{BP} = 4.7 \mu F$ での最大出力電力。
5. LYT4311 $C_{BP} = 47 \mu F$, LYT4211 $C_{BP} = 4.7 \mu F$ 。
6. パッケージ: eSIP-7C, eSIP-7F (図 2 参照)。

方式	絶縁の有無	効率	コスト	THD	出力電圧
絶縁型フライバック	有り	88%	高い	最良	制限無し
降圧	無し	92%	低い	可	制限あり
タップトバック型	無し	89%	中	最良	制限無し
極性反転型	無し	90%	低い	最良	高電圧

テーブル 2. 標準的な調光機能付き 10 W 低入力電圧設計における様々なトポロジーの特性

標準的な回路図	主な特長
<p>図 3a. 標準的な絶縁型フライバック回路</p>	<p>フライバック</p> <p>利点</p> <ul style="list-style-type: none"> 絶縁出力 様々な出力電圧に最も幅広く対応 非常に優れた THD 特性 <p>制約</p> <ul style="list-style-type: none"> フライバック型トランス <ul style="list-style-type: none"> トランスの寄生容量及びインダクタンスによる全体的な効率の低下 絶縁要件に適合するために広い PCB 面積が必要 追加の部品が必要 (一次側のクランプ及びバイアス) RMS スイッチング電流及び巻線電流が高いため、損失が増加し、効率が下がる
<p>図 3b. 標準的な降圧型回路</p>	<p>降圧型</p> <p>利点</p> <ul style="list-style-type: none"> 最大の効率 最少の部品点数 - 小型 シンプルな低コストのパワー インダクタ 低いドレイン-ソース間電圧ストレス 最善の EMI/部品点数の少ないフィルタ <p>制約</p> <ul style="list-style-type: none"> 単一の入力電圧範囲 <ul style="list-style-type: none"> 出力電圧は $0.6 \times V_{IN(AC)} \times 1.41$ 以下 低 THD 設計向けの出力電圧 非絶縁型
<p>図 3c. 標準的なタップトバック型回路</p>	<p>タップトバック型</p> <p>利点</p> <ul style="list-style-type: none"> 低出力電圧設計 (20 V 以下) に最適 高効率 少ない部品点数 シンプルな低コストのタップインダクタ <p>制約</p> <ul style="list-style-type: none"> 単一入力電圧に適した設計 追加の部品が必要 (一次側のクランプ) 非絶縁型
<p>図 3d. 標準的な極性反転型回路図</p>	<p>極性反転型</p> <p>利点</p> <ul style="list-style-type: none"> 非絶縁型の高出力電圧設計に最適 高効率 少ない部品点数 シンプルな既製の低コスト電源インダクタを使用可能 THD が最少 <p>制約</p> <ul style="list-style-type: none"> 最大 V_{OUT} が MOSFET のブレイクダウン電圧によって制限される 単一の入力電圧範囲 非絶縁型

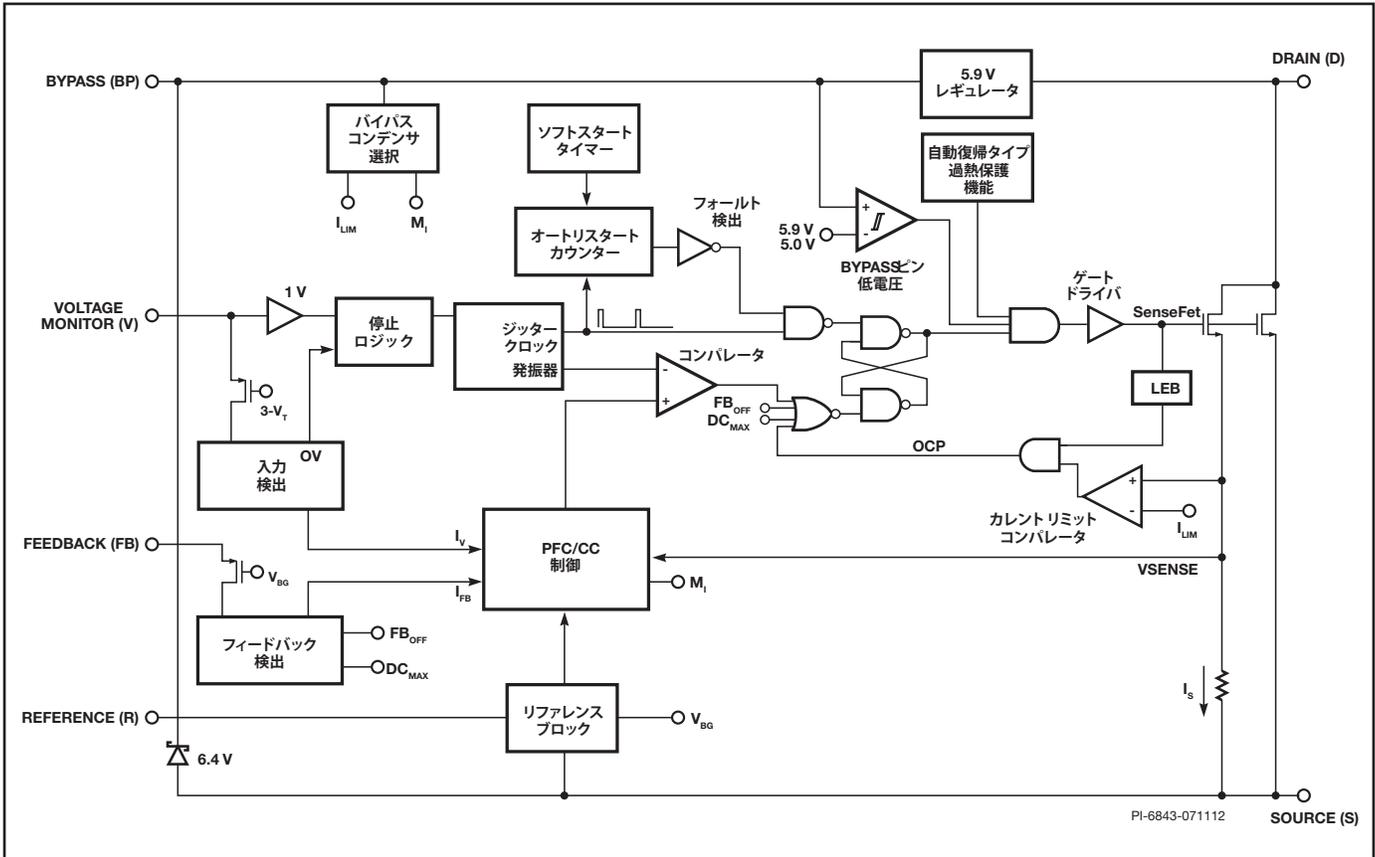


図 4. 機能ブロック図

ピン機能の説明

DRAIN (D) ピン :
 パワー MOSFET のドレイン接続ピンです。また、起動時及び定常動作時、双方の内部動作電流を供給します。

SOURCE (S) ピン :
 パワー MOSFET のソース接続ピンです。また、BYPASS、FEEDBACK、REFERENCE、及び VOLTAGE MONITOR の各ピンのグラウンドでもあります。

BYPASS (BP) ピン :
 内部で作られる 5.9 V 電源用の外付けバイパス コンデンサの接続ポイントです。BYPASS ピンのコンデンサ値を選択することで、出力電力を選択することができます。

FEEDBACK (FB) ピン :
 FEEDBACK ピンは、出力電圧のフィードバックに使用されます。FEEDBACK ピンへの電流は、出力電圧に比例します。また FEEDBACK ピンは、オープン負荷及び過負荷出力の状態に対する保護にも対応します。

REFERENCE (R) ピン :
 このピンは高精度の外付け抵抗に接続され、調光モード (LYT4311-4318) と非トライアック調光モード (LYT4211-4218) の動作の設定に使用されます。

VOLTAGE MONITOR (V) ピン :
 このピンは、ダイオード、フィルタ コンデンサ、及び抵抗で構成される外付けの入力ライン電圧ピーク検出回路に接続されます。この電流は、過入力電圧 (OV) に対する停止ロジックの制御、出力電流を制御するフィードフォワード及びリモート ON/OFF 機能に使用されます。

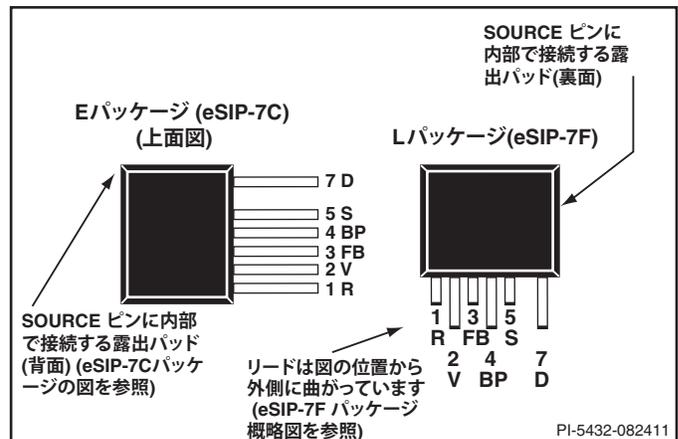


図 5. ピン配置図

機能の説明

LYTSwitch-4 デバイスは、コントローラと高耐压パワー MOSFET をワンチップに集積しています。コントローラは、高効率及び定電流出力をワンコンバータで提供します。LYTSwitch-4 コントローラは、発振器、フィードバック (検出及びロジック) 回路、5.9 V レギュレータ、自動復帰タイプ過熱保護、周波数ジッタリング機能、パルス・バイ・パルス・カレント・リミット、オートリスタート、インダクタンس補正、力率改善、及び定電流制御で構成されます。

FEEDBACK ピンの電流制御特性

以下の図は、FEEDBACK ピン電流の動作範囲を示しています。 $I_{FB(SKIP)}$ より上では、スイッチングが停止となり、 $I_{FB(AR)}$ より下では、デバイスがオートリスタートになります。

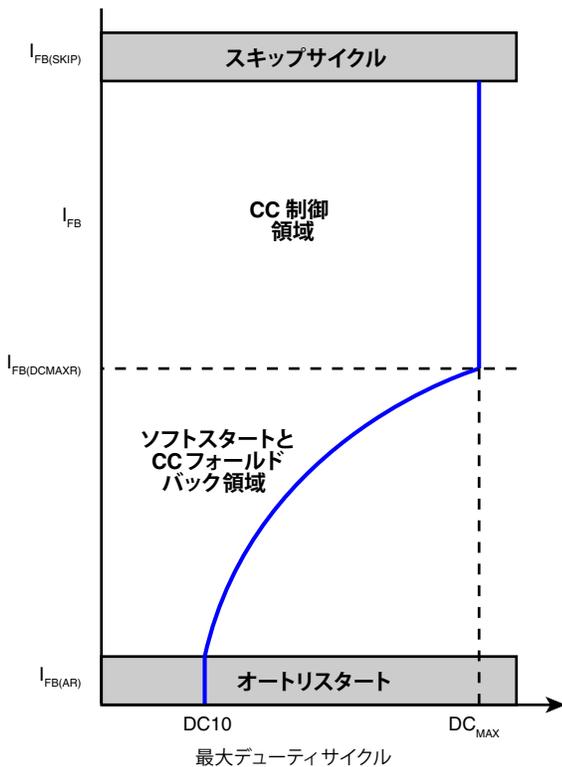


図 6. FEEDBACK ピンの電流特性。

PI-5433-060410

FEEDBACK ピン電流は、最大デューティ サイクルをクランプして過負荷及びオープンループの状態に対して使用可能な出力を制限するためにも使用されます。このデューティ サイクル低減特性により、ムラのない出力電流起動に対応し、オーバーシュートを防ぐのに役立ちます。

REFERENCE ピン

REFERENCE ピンは、外付け抵抗を介してグラウンド (SOURCE) に接続されます。選択した値によって内部基準が設定され、動作モード (調光動作 (LYT4311-4318) または非調光動作 (LYT4211-4218))、及び VOLTAGE MONITOR ピンの入力過電圧のスレッシュホールドが決定されます。LYT4211-4218 を使用した非調光または PWM 調

光アプリケーションにおいては、外付け抵抗は 24.9 kΩ ±1% です。LYT4311-4318 を使用した位相角 AC 調光においては、外付け抵抗は 49.9 kΩ ±1% です。抵抗の公差は出力の公差に直接影響するため、1 パーセントの抵抗を推奨します。他の抵抗値を使用しないでください。

BYPASS ピン コンデンサの電力ゲイン選択

LYTSwitch-4 デバイスは、出力電力を高電力あるいは低電力モードに設定するための内部ゲインを設定する機能を備えています。これにより、大きなデバイスを選択して、損失を減らし、効率を上げ、発熱を抑えることができます。電力ゲインは、BYPASS ピン コンデンサの値によって設定されます。高電力設定は 4.7 μF コンデンサによって選択され、低電力設定 (高効率用) は 47 μF コンデンサによって選択されます。BYPASS ピン コンデンサは、内部電力ゲインと過電流保護 (OCP) スレッシュホールドを設定します。大きなデバイスと異なり、LYT4x11 の電力ゲインはプログラム可能ではありません。LYT4x11 には 47 μF コンデンサを使用してください。

スイッチング周波数

通常動作時のスイッチング周波数は 132 kHz です。EMI レベルをさらに下げるために、スイッチング周波数は約 2.6 kHz でジッタリング (周波数変調) されます。AC 入力位相角調光されている場合に起動時間を短縮するため、起動時の周波数は 66 kHz となります。深く調光した時にはジッタリング機能は動作しません。

ソフトスタート機能

コントローラには、ソフトスタート タイミング機能があり、ソフトスタート期間 (t_{SOFT}) 中にオートリスタート保護機能を停止して、起動時の、容量出力コンデンサへの充電と短絡異常とを区別します。起動時に、LYTSwitch-4 は最大デューティ サイクルをクランプして出力電力を低減します。合計ソフトスタート期間は t_{SOFT} です。

リモート ON/OFF と EcoSmart™

VOLTAGE MONITOR ピンには、内部に接続された 1 V のスレッシュホールド コンパレータがあります。この電圧スレッシュホールドは、リモート ON/OFF 制御に使用されます。VOLTAGE MONITOR ピンで出力を停止させる信号が受信されると (VOLTAGE MONITOR ピンはフォトカプラ トランジスタを介してグラウンドに接続されています)、LYTSwitch-4 はその時のスイッチング サイクルを終了し、その後内部パワー MOSFET が強制的にオフになります。

また、リモート ON/OFF 機能をエコモードまたは電源スイッチとして使用して LYTSwitch-4 をオフにし、長時間にわたって消費電力がきわめて少ないモードに維持することもできます。このモードになった後に LYTSwitch-4 をリモートでオンにすると、次回 BYPASS ピンが 5.9 V に達したときに、通常の起動シーケンスがソフトスタート機能で開始されます。最悪の場合、リモート オンから起動までの遅延は、BYPASS ピンの完全な充放電サイクル時間と同じになる可能性があります。この消費電力の少ないリモート オフ モードにより、高価で信頼性の低い機械式スイッチを入力ラインから排除できます。

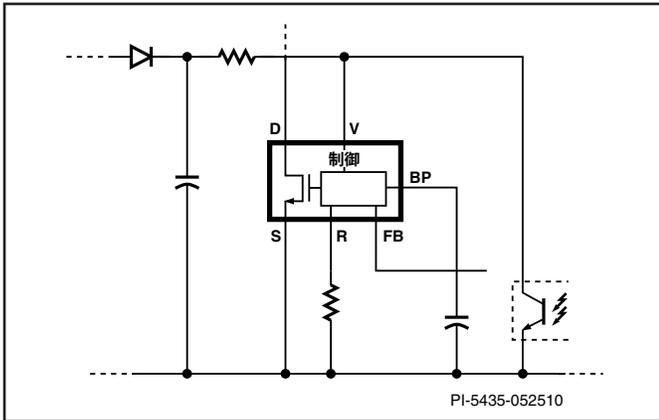


図 7. リモート ON/OFF VOLTAGE MONITOR ピン制御

5.9 V レギュレータ/シャント電圧クランプ

内部の 5.9 V レギュレータは、パワー MOSFET がオフの時に DRAIN ピンから電流を引き込むことによって、BYPASS ピンに接続されたバイパス コンデンサを 5.9 V まで充電します。

BYPASS ピンは、内部電源電圧ノードです。パワー MOSFET がオンの時、デバイスはバイパス コンデンサに蓄えられている電力で動作します。内部回路の電力消費が極めて小さいため、LYTSwitch-4 は、DRAIN ピンから供給される電流で連続的に動作することが可能です。バイパス コンデンサの値が 47 μF または 4.7 μF であれば、高周波デカップリング及びエネルギー供給に十分対応できます。さらに、BYPASS ピンに外付け抵抗を介して電流が供給されるときに 6.4 V で BYPASS ピンをクランプする 6.4 V シャントレギュレータがあります。これにより、バイアス巻線を介して LYTSwitch-4 に外部から電力を供給し、動作効率を高めることができます。通常の動作では、BYPASS ピンにバイアス巻線から電流を供給することを推奨します。

オートリスタート

オープンループ障害 (オープン FEEDBACK ピン抵抗、またはフィードバック巻線へのパスの破損、出力短絡、または過負荷状態が発生した場合、コントローラはオートリスタート モードになります。FEEDBACK ピン電流がソフトスタート期間後に $I_{\text{FB(AR)}}$ スレッシュホールドを下回ると、コントローラは短絡状態あるいはオープンループ状態と認識します。この障害状態下での電力消費を最小化するため、シャットダウン/オートリスタート回路は、障害状態が続く限り、通常は DC_{AR} のオートリスタート デューティ サイクルで電源をオン/オフ動作させます (ソフトスタート期間と同じ)。オートリスタートのオフタイム中に障害が取り除かれた場合、電源は完全なオフタイム カウントが完了するまでオートリスタートのままになります。出力コンデンサのサイズを適切に設定して、ソフトスタート期間 (t_{SOFT}) の後に FEEDBACK ピン電流が確実に $I_{\text{FB(AR)}}$ スレッシュホールドよりも高くなり、電源が適切に起動するように、特別な配

慮を行う必要があります。ソフトスタート期間後、オートリスタートは、FEEDBACK ピン電流が $I_{\text{FB(AR)}}$ を下回った時のみオンになります。

過電流保護

カレント リミット回路は、パワー MOSFET の電流を検知します。この電流が内部スレッシュホールド (I_{LIMIT}) を超えると、そのサイクルの残りの期間、パワー MOSFET はオフになります。パワー MOSFET がオンになった後、リーディング エッジ型ブランキング回路はカレント リミット コンパレータを短時間 (t_{LEB}) 停止させます。このリーディング エッジ ブランキング時間は、コンデンサ及び整流器の逆回復が原因で発生する電流スパイクによりパワー MOSFET のオン期間が途中で終了しないように設定されています。

入力過電圧保護

このデバイスは、入力過電圧の検出機能を含んでおり、VOLTAGE MONITOR ピンを通じて検出された最大動作電圧を制限します。入力ピーク電圧を VOLTAGE MONITOR ピンに抵抗を介して入力するには、ダイオードとコンデンサで構成される外付けピーク検出器が必要です。

抵抗により入力過電圧 (OV) シャットダウン スレッシュホールドが設定されます。これを超えると、LYTSwitch-4 のスイッチングが強制的に停止させられます。入力電圧が正常に戻ると、デバイスは通常の動作に復帰します。ノイズによる誤動作を防ぐため、多少のヒステリシスが OV スレッシュホールドに設定されています。パワー MOSFET がオフの場合、整流後の DC 高電圧サージ耐量がパワー MOSFET の電圧定格 (670 V) に増加します。これは、跳ね返り電圧と漏れスパイクがドレインに存在しないためです。

自動復帰タイプ過熱保護機能

過熱保護回路はコントローラのダイの温度を感知します。スレッシュホールドは通常 142 $^{\circ}\text{C}$ に設定され、ヒステリシスは 75 $^{\circ}\text{C}$ です。ダイの温度がこのスレッシュホールド (142 $^{\circ}\text{C}$) を上回ると、パワー MOSFET は停止します。ダイの温度が 75 $^{\circ}\text{C}$ 下がると、パワー MOSFET は再び動作を開始します。

安全動作領域 (SOA) 保護

このデバイスは安全動作領域 (SOA) 保護モードも備えています。最大スイッチング電流が I_{LIMIT} スレッシュホールドに達し、オンタイムが $t_{\text{ON(SOA)}}$ を下回った場合に MOSFET スwitching を 40 サイクル停止します。この保護モードでは、LED の短絡時と、オートリスタート機能が動作しない起動時のソフトスタート期間内にデバイスが保護されます。SOA 保護モードは、通常の動作ではアクティブのままです。

アプリケーション例

20 W トライアック調光機能搭載の高効率 LED ドライバの設計例 (DER-350)

図8は、LYTSwitch-4 デバイス ファミリーのLYT4317Eを使用したトライアック調光機能搭載の高効率 LED ドライバの回路図です。この設計は部品の値を変更するだけで非調光専用アプリケーション用に設定することができます。このドライバは、Lumens 製 PAR ランプの組み込み用途に最適な、電圧 36 V 及び定電流 0.7 A での直列 LED の駆動に最適化されています。この設計は、90 VAC ~ 132 VAC の入力電圧範囲で動作します。

この設計では、標準のリーディング エッジ型トライアック AC 調光器との互換性を、きわめて広い調光範囲で対応し (1000:1、550 mA: 0.55 mA)、さらに高い効率 (85% 以上)、及び高い力率 (0.9 以上) を達成しています。この設計は、無負荷 (オープン負荷)、入力過電圧、出力短絡、過負荷などの障害及び過熱等すべての保護に対応しています。

回路の説明

LYTSwitch-4 デバイス (U1- LYT4317E) では、パワー MOSFET、コントローラ、及び起動の機能をワンチップに集積し、標準的な回路と比較して部品点数を減らしています。独立した連続動作モードのフライバック コンバータの一部として構成された U1 は、内部のコントロール アルゴリズムと設計上の小さな入力容量により、高力率にも対応しています。連続動作モードの動作により、一次ピーク及び RMS 電流が軽減されます。これらによって EMI ノイズが減少し、シンプルで小型の EMI フィルタ部品で対応し、さらに効率が向上します。出力電流は、二次側検出を行わずに制御されます。これにより、電流センス抵抗が不要になり、効率が向上します。

入力部

ヒューズ F1 は部品異常を保護し、RV1 はディファレンシャル モードの入力サージをクランプします。これにより、U1 のピーク ドレイン電圧が、内部パワー MOSFET の 670 V 定格以下に保たれます。ブリッジ整流器 BR1 は、AC 入力電圧を整流します。EMI フィルタリングは、L1-L3、C1、C4、R2、R24 及び R25 と、一次 - 二次間

をブリッジする安全定格 Y クラス コンデンサ (CY1) の組み合わせによって行われます。抵抗 R2、R24 及び R25 は、L1、L2、L3、C1、及び AC 入力インピーダンスの間で形成された共振を減衰するように作用します。小容量整流コンデンサ (C4) は、一次スイッチング電流に低いインピーダンス ソースを提供するために必要です。力率を 0.9 よりも高く維持するために、C2 及び C4 の最大値は制限されます。

LYTSwitch-4 一次側

ピーク入力電圧情報を U1 に提供するために、整流された入力 AC ピークが D2 を通じて C6 に充電されます。その後、R10 を経由した電流が、U1 の VOLTAGE MONITOR ピンにフィードされます。この検出された電流は、デバイスによって入力過電圧保護のスレッシュホールドを設定するためにも使用されます。抵抗 R9 は、整流された AC よりもはるかに長い時定数により C6 に放電パスを提供して、入力周波数のリップルを防ぎます。

VOLTAGE MONITOR ピン電流と FEEDBACK ピン電流は、平均出力 LED 電流を制御するために内部で使用されます。トライアック調光アプリケーションでは、49.9kΩの抵抗 (R14) を REFERENCE ピンで使用し、2 MΩ (R10) を VOLTAGE MONITOR ピンで使用して、入力電圧と出力電流の間のリニアな関係を実現し、調光範囲を最大化します。

ダイオード D3、R15 及び C7 は、漏れインダクタンスの影響による、ドレイン電圧の上昇を安全なレベルにクランプします。ダイオード D4 は、整流された AC 入力電圧の期間中、C4 にかかる電圧が跳ね返り出力電圧 (V_{OR}) を下回る状況において、逆電流が U1 内を流れるのを防ぐために必要です。

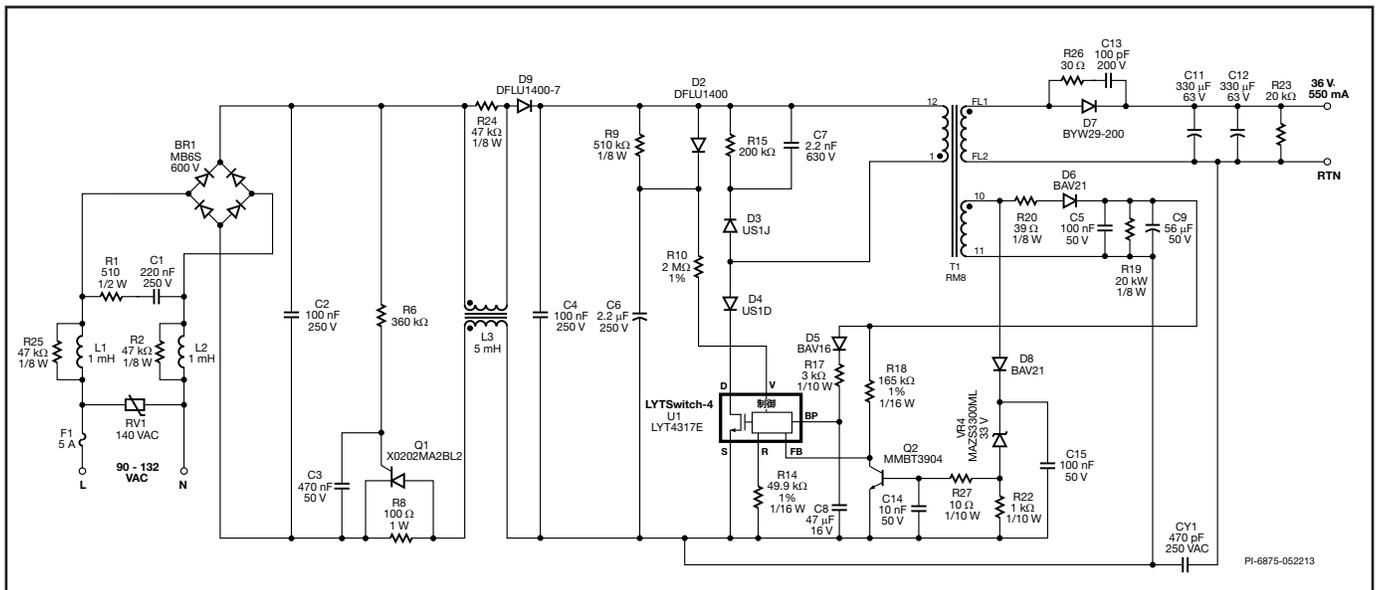


図8. 絶縁型、トライアック調光機能付き、高効率、90 ~ 132 VAC、20 W / 36 V / 550 mA LED ドライバである DER-350 の回路図

ダイオード D6、C5、C9、R19、及び R20 は、トランスの補助巻線からの一次バイアス回路を形成します。コンデンサ C8 は、内部コントローラの供給ピンである U1 の BYPASS ピンのデカップリングコンデンサです。起動時に、C8 はデバイスの DRAIN ピンに接続された内部の高電圧電流ソースから 6 V まで充電されます。そこで、スイッチングを開始することが可能となり、その結果、動作供給電流がバイアス回路から R17 を介して提供されます。コンデンサ C8 は、出力モードも選択します (U1 の消費電力を減らし効率を向上させるために低電力モードを選択した場合は 47 μ F)。

フィードバック

バイアス巻線電圧は、出力電圧 (バイアス巻線と二次巻線の巻線比率によって設定されます) に比例します。これにより、二次側フィードバック 部品無しで出力電圧を監視できます。抵抗 R18 は、バイアス電圧を電流に変換し、この電流が U1 の FEEDBACK ピンにフィードされます。U1 内の内部エンジンは、FEEDBACK ピン電流、VOLTAGE MONITOR ピン電流、及びドレイン電流情報を組み合わせ、1.5:1 の出力電圧変動 (直列 LED の電圧変動は $\pm 25\%$) に対して一定の出力電流を単一の入力電圧で提供します。

無負荷での出力電圧を制限するために、D8、C15、R22、VR4、R27、C14 及び Q2 により出力過電圧保護回路が設定されます。出力負荷オープン時、バイアス電圧は、VR4 が導通するまで上昇し、Q2 をオンにして、FEEDBACK ピンへの電流を減少させます。この電流が 10 μ A を下回るとオートリスタートになり、スイッチングが 300 ms にわたって停止し、出力電圧とバイアス電圧が低下する時間が確保されます。

出力整流

トランスの二次巻線は、D7 によって整流され、C11 及び C12 によってフィルタされます。高効率に対応するため、超高速 TO-220 ダイオードが選択され、LED のリップル電流を平均出力電流値の 30% にするために、C11 と C12 の合計値が選定されます。これよりも低いリップルが望ましい設計をする場合、出力容量の値を増やすことができます。

R23 により、わずかなダミー負荷電流が流れ、オフ時に出力コンデンサの残留電荷を放電します。

トライアック位相調光制御の互換性

低コストでトライアック ベースのリーディング エッジ型位相調光器によって出力調光を行う場合、設計上のさまざまなトレードオフが伴います。

LED ベースの照明による電力消費はきわめて低いので、ランプ全体に流れ込む電流は、調光器内のトライアックの保持電流を下回ります。これにより、調光範囲の制限や、トライアックが不定期に始動することによるフリッカなどの望ましくない動作が発生することがあります。LED ランプが入力に与える比較的大きなインピーダンスにより、膨大なリングングが発生します。これは、トライアックがオンのときに突入電流が入力容量を充電するからです。これもまた、同様の望ましくない動作を発生させることがあります。リングングによってトライアック電流がゼロに低下し、オフになる可能性があります。

これらの問題を克服するために、SCR アクティブ ダンパーと R-C パッシブ ブリーダーの 2 つのシンプルな回路が組み込まれています。これらの回路の欠点は、電力消費が増大し、したがって電源の効率が低下することです。非調光アプリケーションでは、これらのコンポーネントを省略できます。

SCR アクティブ ダンパーは R6、C3、Q1 及び R8 によって構成されます。この回路は、トライアック導通の最初の ~ 1 ms 間に R8 を直列に配置することにより、トライアックがオンのときに C4 に流れる突入電流を制限します。約 1 ms 後、Q1 がオンになって抵抗 R8 をバイパスします。これにより、R8 での電力消費が低く保たれ、カレント リミット中に大きな値が許容されます。抵抗 R6 及び C3 は、トライアック導通後に Q1 がオンになるまでのディレイを設定します。ダイオード D9 はトライアックがオンになった後にコンデンサ C4 の電荷が逆流するのを防ぎます。これにより、特にハイ パワー調光器との互換性を得ることができます。

パッシブ ブリーダー回路は、R1 と C1 で構成されます。この回路は、各 AC ハーフ サイクル中に、実効ドライブ抵抗に対応する入力電流を上昇させつつ入力電流をトライアック保持電流よりも高く維持するのに役立ちます。

非調光入力レギュレーションを強化した DER-350 改訂版 20 W 高効率 LED ドライバ

図9の回路図は、LYTSwitch-4 デバイス ファミリーの LYT4317 を使用した高効率 LED ドライバを示しています。このドライバは、高ルーメン PAR ランプの組み込み用途に最適な、電圧 36 V 及び定電流 0.55 A での直列 LED の駆動に最適化されています。この設計は、90 ~ 132 VAC の低入力電圧範囲で動作する非調光アプリケーションです。非調光アプリケーションは調光アプリケーションよりも入力電圧の変更に対する出力電流変動が少なくなっています。重要なのは、この設計は調光用と指定されていないものの、エンドユーザーが位相制御された調光器で利用した場合に、回路は損傷しないということです。

非調光設定への変更

この設計は、SCR アクティブ ダンパー (R6、R8、C3、及び Q1) と ブロッキング ダイオード D9 を取り除き、R-C ブリーダー (R1、C1) に変更を加え、基準抵抗 R14 を 24.9 kΩ に置き換えることで非調光アプリケーション用に設定することができます。(図9を参照)。

応用時の重要検討項目

出力電力テーブル

データシートの出力電力テーブル (テーブル 1) は、次の条件に基づく実際の最大、最小の連続出力電力を示しています。

- 80% の効率
- 70 °C のデバイス ローカル周囲温度
- デバイスの温度を 100 °C よりも低く保つために十分なヒートシンク
- 最小出力電力の条件
 - 120 V の出力の跳ね返り電圧 (V_{OR})
 - 135 μ A の FEEDBACK ピン電流
 - 47 μ F の BYPASS ピン コンデンサ値

- 最大出力電力の条件
 - 65 V の出力の跳ね返り電圧 (V_{OR})
 - 165 μ A の FEEDBACK ピン電流
 - 4.7 μ F (LYT4x11 = 4.7 μ F) の BYPASS ピン コンデンサ値

85 VAC を超える入力電圧の場合、入力電圧により LYTSwitch-4 デバイスの電力供給容量は変化しません。

デバイスの選択

必要な出力電力をテーブル 1 の値と比較して、デバイスのサイズを選択します。温度条件の厳しい設計、たとえば LYTSwitch-4 デバイスの周囲温度が高かったり、ヒートシンク用のスペースが限られていたりする白熱灯の交換の場合などでは、最小出力電力の列を使用します。これを選択するには、47 μ F の BYPASS ピン コンデンサを使用します。その結果、デバイスのカレント リミットが低くなり、したがって導通損失も少なくなります。オープン フレーム設計や、ヒートシンク用のスペースが利用できる設計の場合は、最大出力電力の列を参照します。これを選択するには、電力設定が 1 つしかない LYT4x11 以外のすべてで、4.7 μ の BYPASS ピン コンデンサを使用します。いずれの場合も、最良の出力電流公差を得るために、デバイスの温度を 100 °C 以下に維持します。

最大入力容量

高効率を実現するために、EMI フィルタと、整流された AC (入力コンデンサ) のデカップリングに使用する容量値を制限する必要があります。最大値は設計の出力電力の関数であり、出力電力の減少に応じて減少します。ほとんどの設計では、整流コンデンサの値を 100 nF とし、合計容量を 200 nF 以下に制限します。フィルム コンデンサのほうがセラミック タイプよりも推奨されます。これは、リーディング エッジ型位相調光器の動作による音鳴りが抑えられるからです。EMI フィルタの容量の値を 10 nF から始めて、十分な EMI マージンが得られるまで増やします。

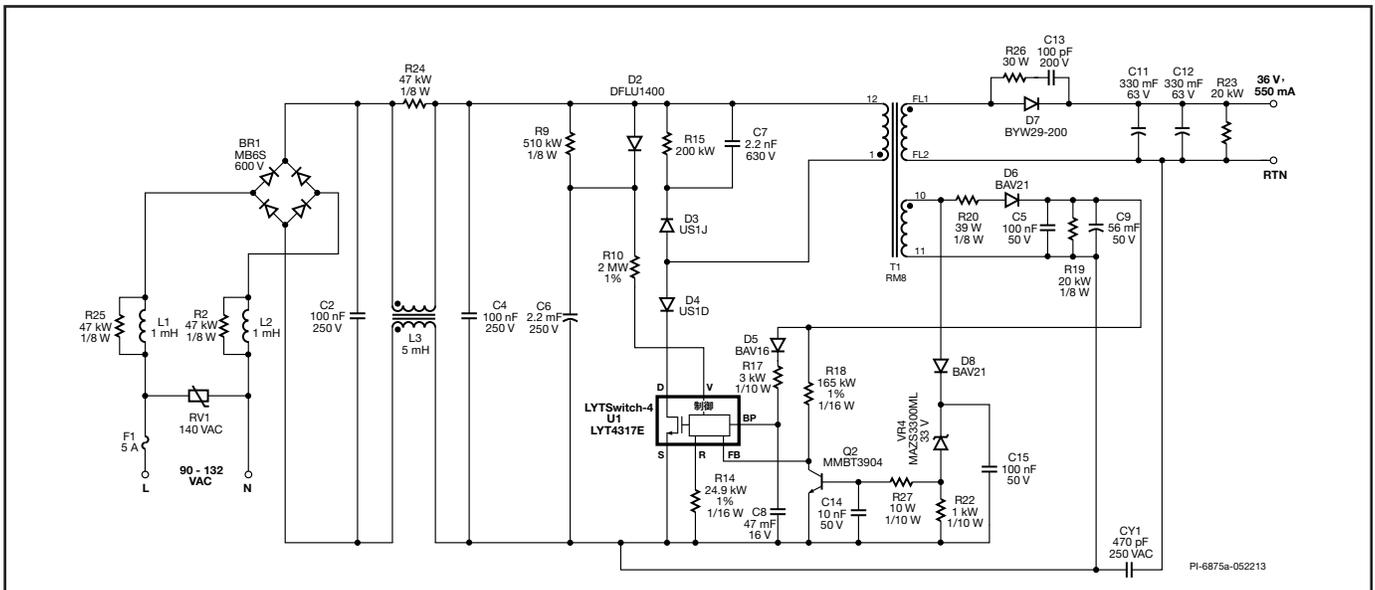


図9. 非調光、絶縁型、高効率、90 ~ 132 VAC、20 W / 36 V LED ドライバ用 RD-350 の改訂版回路図

REFERENCE ピンの抵抗値の選択

LYTSwitch-4 ファミリーには位相調光デバイスの LYT4311-4318、及び非調光デバイスの LYT4211-4218 がラインアップされています。非調光デバイスでは最良の出力電流公差 (AC 入力電圧の変動に対する) を得るために $24.9 \text{ k}\Omega \pm 1\%$ の REFERENCE ピン抵抗を使用します。調光デバイス (LYT4311-4318 等) では最大の調光範囲を実現するために $49.9 \text{ k}\Omega \pm 1\%$ を使用します。

VOLTAGE MONITOR ピンの抵抗回路網の選択

LYT4311-4318 で AC 位相角調光範囲を最大にするには、入力電圧ピーク検出器回路に $2 \text{ M}\Omega$ (100 VAC の場合 $1.7 \text{ M}\Omega$ (日本)) の抵抗を接続します。抵抗の電圧定格がピーク入力電圧に対して十分であることを確認します。必要であれば、複数の直列抵抗を使用します。

一次側クランプと出力跳ね返り電圧 V_{OR}

一次クランプは、ドレイン - ソース間のピーク電圧を制限するために必要です。ツェナー クランプは、最小限のコンポーネントとボードスペースで最大限の効率を実現します。RCD クランプも使用できますが、起動時と出力短絡時にピーク ドレイン電圧を慎重に確認する必要があります。これは、クランピング電圧がピーク ドレイン電流によって大幅に変化するからです。

最大限の効率を得るには、クランピング電圧を、跳ね返りの出力電圧 V_{OR} の少なくとも 1.5 倍になるように選択する必要があります。これにより、漏れスパイクの導通時間が短くなります。これにより、クランプ回路の効率的な動作が保証され、最大ドレイン電圧も FET の定格ブレークダウン電圧以下に維持されます。RCD (または RCDZ) クランプは、ツェナー クランプよりも厳しいクランプ電圧公差に対応できます。RCD クランプは、ツェナー クランプよりもコスト効率が優れていますが、最大ドレイン電圧がパワー MOSFET ブレークダウン電圧を超えないようにするために、より慎重な設計が必要になります。これらの VOR 制限は、内部 MOSFET の BVDSS 定格に基づいています。ほとんどの設計では、 $60 \sim 100 \text{ V}$ の VOR が一般的であり、最良の PFC 及びレギュレーション性能が得られます。

直列ドレイン ダイオード

ドレインと直列の超高速ダイオードまたはショットキー ダイオードは、逆電流がデバイス内を流れるのを防ぐために必要です。電圧定格は、跳ね返りの出力電圧 V_{OR} を上回る必要があります。電流定格は平均一次電流の 2 倍を上回り、ピーク定格は選択された LYTSwitch-4 デバイスの最大ドレイン電流と等価である必要があります。

入力電圧ピーク検出器回路

LYTSwitch-4 デバイスは、ピーク入力電圧を使用して出力への電力供給を制御します。入力リップルを最小化し、力率を最大化 (0.9 以上) するには、 $1 \mu\text{F} \sim 4.7 \mu\text{F}$ のコンデンサ値が推奨されます。これよりも小さい値も使用できますが、PF が低下し、入力電流の歪みが大きくなります。

位相制御調光器による動作

調光スイッチは、AC 電圧の正弦波の一部に対して非導通期間を設けることにより (ブランキング)、白熱灯の明るさを制御します。これにより、ランプに適用される RMS 電圧が軽減され、明るさが減少します。これを自然調光といいます。調光用に設定された LYTSwitch-4 LYT4311-4318 デバイスは、RMS 入力電圧の減少に伴って LED 電流を軽減することにより、自然調光動作をします。この性質により、入力レギュレーションの性能を意図的に減少させて、調光範囲を拡大し、白熱灯の動作をより忠実に再現します。 $49.9 \text{ k}\Omega$ の REFERENCE ピン抵抗を使用して、自然調光モード動作を選択します。

リーディング エッジ型位相制御調光器

低コストでトライアック ベースのリーディング エッジ型位相調光器によってフリッカの無い出力調光を行う場合、設計上のさまざまなトレードオフが伴います。

LED ベースの照明による電力消費はきわめて低いので、ランプ全体に流れ込む電流は、調光器内のトライアックの保持電流を下回ります。これにより、調光範囲の制限やフリッカなどの好ましくない動作が発生します。LED ランプが入力に与える比較的大きなインピーダンスにより、膨大なリンギングが発生します。これは、トライアックがオンのときに突入電流が入力容量を充電するからです。これもまた、同様の好ましくない動作を発生させることがあります。リンギングによってトライアック電流がゼロに低下し、オフになる可能性があるからです。

これらの問題を克服するために、アクティブ ダンパーとパッシブ ブリーダーの 2 つの回路が組み込まれています。これらの回路の欠点は、電力消費が増大し、したがって電源の効率が低下することです。そのため、非調光アプリケーションでは、これらのコンポーネントを単純に省略できます。

図 10a に、リーディング エッジ型トライアック調光器の入力における入力電圧及び電流を、図 10b に、整流されたバス電圧をそれぞれ示します。この例では、トライアックは 90° で導通します。

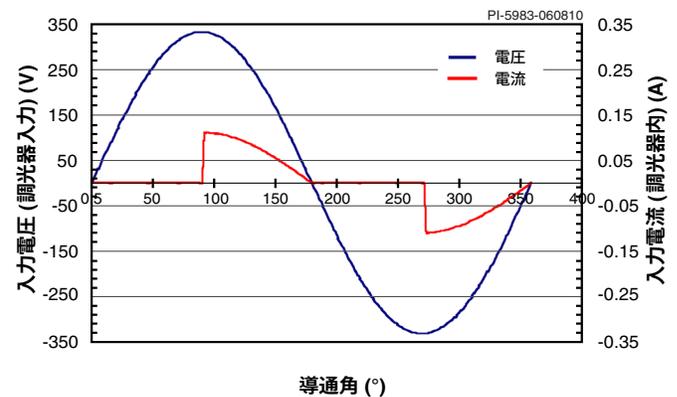


図 10a. リーディング エッジ型トライアック調光器の導通角 90° での理想的な入力電圧及び電流の波形

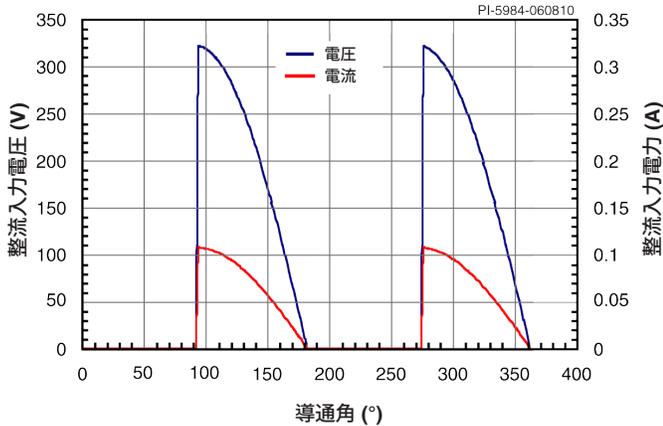


図 10b. トライアック調光器出力の整流後の波形

図 11 に、トライアックを途中でオフにして再起動した場合の、望ましくない整流バス電圧及び電流を示します。

ハーフサイクルが終了する前にトライアックが誤動作によりオフになった場合、あるいはそれに続くハーフ AC サイクルの導通角が異なる場合、出力電流の変動により LED 照明にフリッカが確認されます。これを解決するには、ブリーダー及びダンパー回路を採用します。

調光器は、製造業者及び電力定格に応じて異なる動作を示します。たとえば、300 W の調光器では、600 W または 1000 W の調光器に比べて、ダンピングが少なくて済み、ブリーダーでの電力損失も少なくなります。これは、ドライブ回路とトライアック保持電流の仕様が異なるからです。同じ調光器から複数の照明を並列で駆動した場合、並列ユニットの容量が大きいため、リングングが増えます。したがって、調光器の動作をテストするときは、多数のモデル、さまざまな入力電圧、及びシングル ドライバと並列の複数ドライバの両

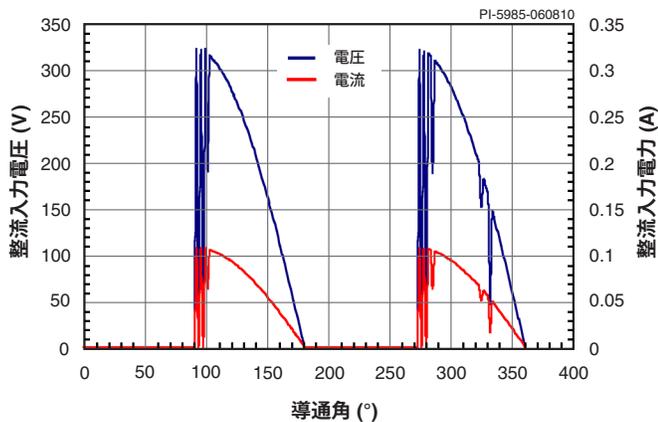


図 11. 不規則な始動を示す位相角調光器の例

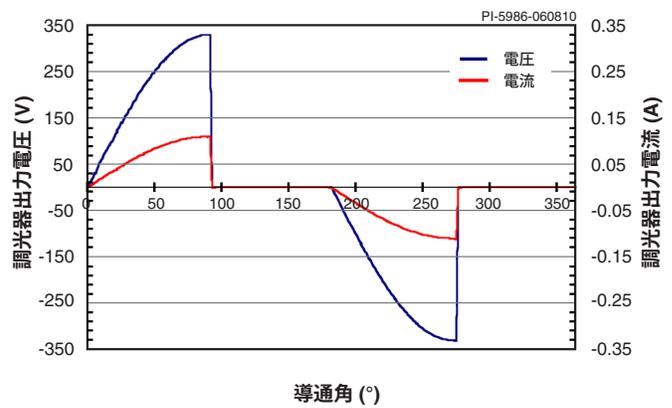


図 12. トレーリング エッジ型調光器の導通角 90SDgr での理想的な調光器出力電圧及び電流の波形

方で確認を行ってください。

最初に、ブリーダー回路を追加します。0.44 μ F のコンデンサ及び 510 Ω 1 W の抵抗 (直列のコンポーネント) を整流バス上に追加します (図 8 の C1 及び R1)。これで十分な動作が得られる場合は、コンデンサの値を許容可能な性能が得られる最小値に減少させて、損失を減らし、効率を高めます。

ブリーダー回路がトライアックで導通を維持しない場合は、図 8 に示すようにアクティブ ダンパーを追加します。アクティブ ダンパーは R6、C3、及び Q1 と R8 によって構成されます。この回路は、トライアック導通の最初の 1 ms 間に R8 を直列に配置することにより、トライアックがオンのときに C4 に流れる突入電流を制限します。約 1 ms 後、Q1 がオンになって R8 を短絡します。これにより、R8 での電力消費が低く保たれ、電流を制限している期間に大きな値を使用できるようになります。抵抗 R6 の値を増やすことにより Q1 がオンになるまでのディレイを増やすと、調光器の互換性は向上しますが、R8 で消費される電力は増えます。調整を行うときは、電源の入力部分で AC 入力電流及び電圧を監視します。トライアックが適切に機能するまでディレイを増やします。ただし、効率を高めるために、ディレイはできるだけ短くしてください。

原則として、ブリーダー回路及びダンパー回路で消費される電力が増えると、対応する調光器の種類も増えます。

トレーリング エッジ型位相制御調光器

図 11 に、トレーリング エッジ型調光器における電源の入力部での入力電圧及び電流を示します。この例では、調光器は 90 度で導通します。これらの調光器の多くは、トライアックではなく、バック・トゥ・バック接続されたパワー MOSFET を使用して負荷を制御します。これによってトライアックの保持電流の問題が排除され、また導通がゼロ交差で始まるため、高電流サージ及び入力リングングが最小化されます。通常、これらの種類の調光器には、ダンピング回路とブリーダー回路は不要です。

リーディング エッジ型調光器で使用する場合の音鳴りについての重要検討項目

調光時に発生するノイズは、通常は入力コンデンサ、EMI フィルタ インダクタ、及びトランスによって作られます。AC ハーフ サイクルごとにトライアックがオンし、入力コンデンサを充電するためにラッシュ電流が流れるので、入力コンデンサとインダクタに大きな di/dt 及び dv/dt が発生するためです。ノイズを最小化するには、フィルムまたはセラミックのコンデンサを選択し、コンデンサ値を最小化し、物理的に短くて幅広のインダクタを選択します。

トランスもノイズを発生させることがあります。これを最小化するには、細長い足を持つコア（物理的な共振周波数が高い）を避けます。たとえば、同じ磁束密度では、RM コアから発生する音鳴りは EE コアよりも少なくなります。コアの磁束密度を減らすことによってもノイズは減少します。最大磁束密度 (BM) を 1500 ガウスに減らすと、通常はすべての音鳴りが消えますが、特定の出力電力に必要なコア サイズが大きくなるので、それらのバランスをとる必要があります。

発熱及び寿命についての考慮事項

照明アプリケーションは発熱の問題をドライバにもたらします。多くの場合、LED 負荷時消費電力により、ドライブが受ける動作周囲温度が決まります。そのため、最終的な筐体の内部で、ドライブを使用して熱評価を行うことが必要です。温度はドライバと LED の寿命に直接的な影響を与えます。温度が 10 °C 上昇すると

に、コンポーネントの寿命は 1/2 に減少します。したがって、ヒートシンクを適切に行い、すべてのデバイスの動作温度を検証することが重要になってきます。

レイアウトに関する考慮事項

一次側接続

SOURCE ピンの入力フィルタ コンデンサのマイナス端子を、バイアスのリターンに一点（ケルビン）接続します。これにより、バイアス巻線のサージ電流が入力フィルタ コンデンサに直接戻ることのできる耐量が強化されます。BYPASS ピン コンデンサは、BYPASS ピンのできるだけ近くに位置し、SOURCE のできるだけ近くで接続されている必要があります。SOURCE ピンの配線は、メインのパワー MOSFET スwitching 電流と共有しないようにします。SOURCE ピンに接続するすべての FEEDBACK ピン コンポーネントは、BYPASS ピン コンデンサと同じレベルに従っている必要があります。メインのパワー MOSFET スwitching 電流が、できるだけ短い経路で整流コンデンサに戻ることが重要です。経路が長く大電流の場合は、過剰な伝導ノイズ及び放射ノイズが発生します。

二次側接続

出力整流器と出力フィルタ コンデンサは、できるだけ近くに配置させる必要があります。トランスの出力リターン ピンから、出力フィルタ コンデンサのリターン側への配線は短くしてください。

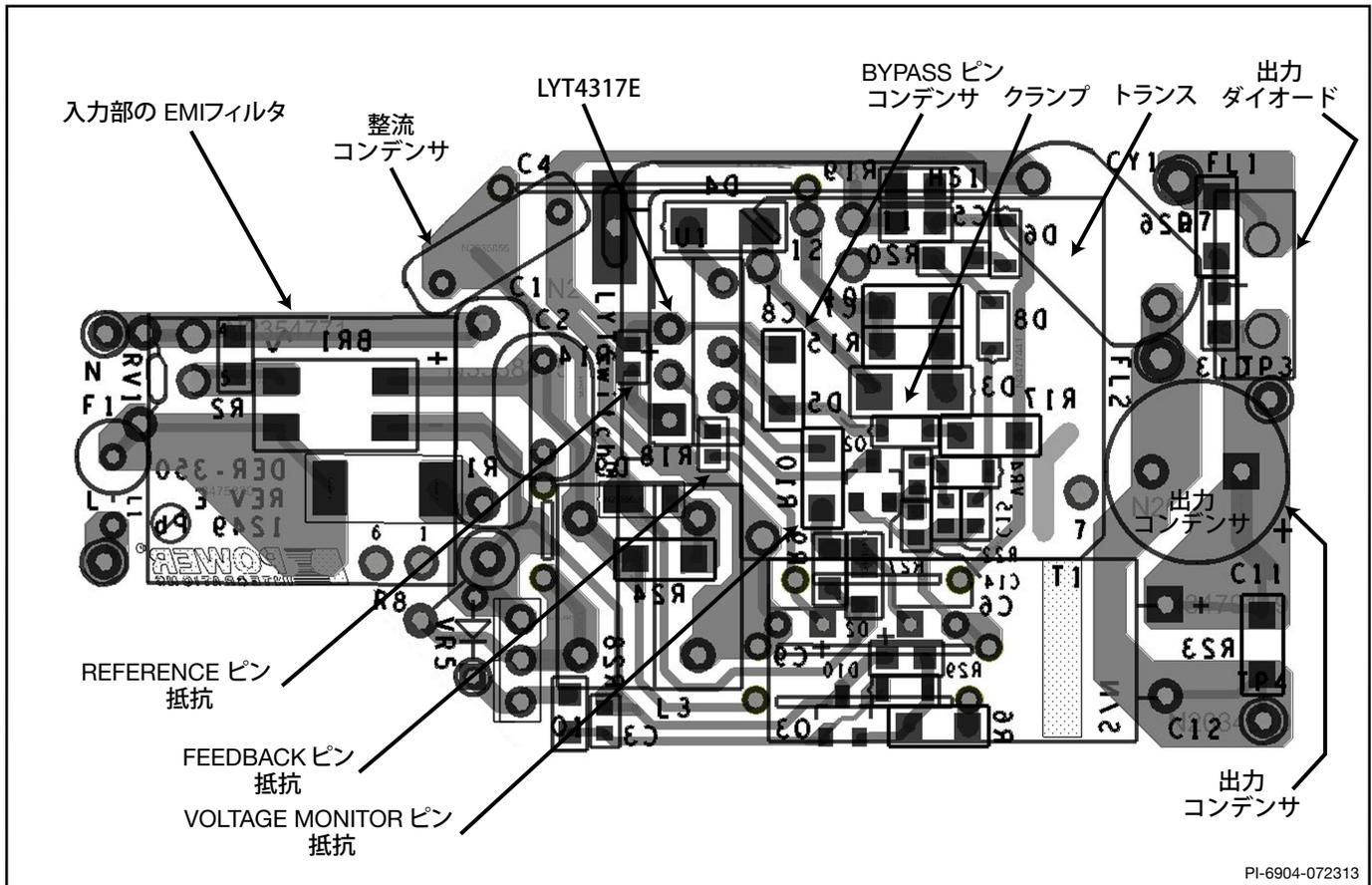


図 13. DER-350 20 W レイアウト例、上面シルク / 半田面

設計のクイック チェックリスト

最大ドレイン電圧

起動及び障害の状態を含むすべての動作状態下で、ピーク V_{DS} が 670 V を超えないことを確認します。

最大ドレイン電流

起動及び異常の状態を含むすべての動作状態下で、ピーク ドレイン電流を測定します。トランスの飽和の兆候を探します (通常は最大動作周囲温度で発生します)。ピーク電流がデータ シートの絶対最大定格に示されている値よりも低いことを確認します。

温度特性の確認

最大出力電力、最小及び最大の入力電圧及び最大周囲温度で、LYTSwitch-4、トランス、出力ダイオード、出力コンデンサ、及びドレイン クランプ コンポーネントについて温度仕様を超えていないことを確認します。

絶対最大定格^(1,4)

DRAIN ピン ピーク電流 ⁽⁵⁾ : LYT4x11.....	1.37 A	動作ジャンクション温度 ⁽²⁾	-40 ~ 150 °C
LYT4x12.....	2.08 A	注:	
LYT4x13.....	2.72 A	1. 電圧はすべて、 $T_A = 65\text{ °C}$ での SOURCE に対する電圧です。	
LYT4x14.....	4.08 A	2. 通常は内部回路によって制限されます。	
LYT4x15.....	5.44 A	3. ケースから 1/16 インチで 5 秒間。	
LYT4x16.....	6.88 A	4. 仕様の絶対最大定格は、製品に回復不能な損傷を与えることなく 1 つずつ適用できます。絶対最大定格の状態を長時間続けると、製品の信頼性に悪影響を与えるおそれがあります。	
LYT4x17.....	7.73 A	5. ピーク DRAIN 電流は、DRAIN 電圧が同時に 400 V 未満である時に適用されます。図 13 を参照してください。	
LYT4x18.....	9.00 A	6. 起動中 (BYPASS ピンが IC に電力を供給する以前の期間) は、VOLTAGE MONITOR ピンの電圧が 15 V まで上昇しても、問題ありません。	
DRAIN ピン電圧.....	-0.3 ~ 670 V		
BYPASS ピン電圧.....	-0.3 ~ 9 V		
BYPASS ピン電流.....	100 mA		
VOLTAGE MONITOR ピン電圧.....	-0.3 ~ 9 V ⁽⁶⁾		
FEEDBACK ピン電圧.....	-0.3 ~ 9 V		
REFERENCE ピン電圧.....	-0.3 ~ 9 V		
リード温度 ⁽³⁾	260 °C		
保存温度.....	-65 ~ 150 °C		

熱抵抗

熱抵抗: E または L パッケージ	注:
(θ_{JA})	105 °C/W ⁽¹⁾
(θ_{JC})	2 °C/W ⁽²⁾
	1. ヒートシンク無しで配置。
	2. 背面タブで測定。

パラメータ	記号	条件		最小	標準	最大	単位
		SOURCE = 0 V, $T_J = -20\text{ °C} \sim 125\text{ °C}$ (特に指定がない場合)					
制御機能							
スイッチング周波数	f_{OSC}	$T_J = 65\text{ °C}$	平均	124	132	140	kHz
			ピーク-ピークジッター		5.4		
周波数ジッター 変調率	f_M	$T_J = 65\text{ °C}$ 注 B 参照			2.6		kHz
BYPASS ピン 充電電流	I_{CH1}	$V_{BP} = 0\text{ V},$ $T_J = 65\text{ °C}$	LYT4x11	-4.1	-3.4	-2.7	mA
			LYT4x12	-7.3	-6.1	-4.9	
			LYT4x13-4x17	-12	-9.5	-7.0	
			LYT4x18	-13.3	-10.8	-8.3	
	I_{CH2}	$V_{BP} = 5\text{ V},$ $T_J = 65\text{ °C}$	LYT4x11	-0.81	-0.62	-0.43	
			LYT4x12	-3.1	-2.4	-1.7	
			LYT4x13-4x17	-5.6	-4.35	-3.1	
			LYT4x18	-6.75	-5.5	-4.25	
充電電流 温度ドリフト		注 A, B を参照			0.7		%/°C
BYPASS ピン電圧	V_{BP}	$0\text{ °C} < T_J < 100\text{ °C}$		5.75	5.95	6.15	V
BYPASS ピン 電圧ヒステリシス	$V_{BP(H)}$	$0\text{ °C} < T_J < 100\text{ °C}$			0.85		V
BYPASS ピン シャント電圧	$V_{BP(SHUNT)}$	$I_{BP} = 4\text{ mA}$ $0\text{ °C} < T_J < 100\text{ °C}$		6.1	6.4	6.6	V
ソフトスタート時間	t_{SOFT}	$T_J = 65\text{ °C}$ $V_{BP} = 5.9\text{ V}$		55	76		ms

パラメータ	記号	条件 SOURCE = 0 V、 $T_J = -20 \sim 125 \text{ }^\circ\text{C}$ (特に指定がない場合)	最小	標準	最大	単位	
制御機能 (続き)							
ドレイン供給電流	I_{CD2}	$0 \text{ }^\circ\text{C} < T_J < 100 \text{ }^\circ\text{C}$ FET スイッチングなし	0.5	0.8	1.2	mA	
	I_{CD1}	$0 \text{ }^\circ\text{C} < T_J < 100 \text{ }^\circ\text{C}$ FET f_{OSC} でスイッチング	1	2.5	4		
VOLTAGE MONITOR ピン							
入力過電圧スレッシュホールド	I_{OV}	$T_J = 65 \text{ }^\circ\text{C}$ $R_R = 24.9 \text{ k}\Omega$ $R_R = 49.9 \text{ k}\Omega$	スレッシュホールド	115	123	131	μA
			ヒステリシス		6		
VOLTAGE MONITOR ピン電圧	V_V	$0 \text{ }^\circ\text{C} < T_J < 100 \text{ }^\circ\text{C}$ $I_V < I_{OV}$	2.75	3.0	3.25	V	
VOLTAGE MONITOR ピン短 絡電流	$I_{V(SC)}$	$V_V = 5 \text{ V}$ $T_J = 65 \text{ }^\circ\text{C}$	165	185	205	μA	
リモート ON/OFF スレッシュホールド	$V_{V(REM)}$	$T_J = 65 \text{ }^\circ\text{C}$	0.5			V	
FEEDBACK ピン							
最大デューティ サイクルの開始 時点の FEEDBACK ピン電流	$I_{FB(DCMAXR)}$	$0 \text{ }^\circ\text{C} < T_J < 100 \text{ }^\circ\text{C}$			90	μA	
FEEDBACK ピン電流スキップ サイクル スレッシュホールド	$I_{FB(SKIP)}$	$0 \text{ }^\circ\text{C} < T_J < 100 \text{ }^\circ\text{C}$	210			μA	
最大デューティ サイクル	DC_{MAX}	$I_{FB(DCMAXR)} < I_{FB} < I_{FB(SKIP)}$ $0 \text{ }^\circ\text{C} < T_J < 100 \text{ }^\circ\text{C}$	90		99.9	%	
FEEDBACK ピン電圧	V_{FB}	$I_{FB} = 150 \text{ } \mu\text{A}$ $0 \text{ }^\circ\text{C} < T_J < 100 \text{ }^\circ\text{C}$	2.1	2.3	2.56	V	
FEEDBACK ピン 短絡電流	$I_{FB(SC)}$	$V_{FB} = 5 \text{ V}$ $T_J = 65 \text{ }^\circ\text{C}$	320	400	480	μA	
デューティ サイクル低減	DC10	$I_{FB} = I_{FB(AR)}$, $T_J = 65 \text{ }^\circ\text{C}$ 、注 B を参照	17			%	
	DC40	$I_{FB} = 40 \text{ } \mu\text{A}$, $T_J = 65 \text{ }^\circ\text{C}$		34			
	DC60	$I_{FB} = 60 \text{ } \mu\text{A}$, $T_J = 65 \text{ }^\circ\text{C}$		55			
オートリスタート							
オートリスタート ON 時間	t_{AR}	$T_J = 65 \text{ }^\circ\text{C}$ $V_{BP} = 5.9 \text{ V}$	55	76		ms	
オートリスタート デューティ サイクル	DC_{AR}	$T_J = 65 \text{ }^\circ\text{C}$ 注 B 参照		25		%	
SOA 最小スイッチ ON 時間	$t_{ON(SOA)}$	$T_J = 65 \text{ }^\circ\text{C}$ 注 B 参照			0.875	μs	
オートリスタート中の FEEDBACK ピン電流	$I_{FB(AR)}$	$0 \text{ }^\circ\text{C} < T_J < 100 \text{ }^\circ\text{C}$		6.5	10	μA	

パラメータ	記号	条件 SOURCE = 0 V; $T_J = -20\text{ }^\circ\text{C}$ to $125\text{ }^\circ\text{C}$ (特に指定がない場合)	最小	標準	最大	単位
REFERENCE Pin						
REFERENCE ピン電圧	V_R	$R_R = 24.9\text{ k}\Omega$ $0\text{ }^\circ\text{C} < T_J < 100\text{ }^\circ\text{C}$	1.223	1.245	1.273	V
REFERENCE ピン電流	I_R		48.69	49.94	51.19	μA
カレントリミット/回路保護						
高電力 カレントリミット ($C_{BP} = 4.7\text{ }\mu\text{F}$)	$I_{LIMIT(F)}$ $T_J = 65\text{ }^\circ\text{C}$	di/dt = 174 mA/ μs LYT4x12	1.00		1.17	A
		di/dt = 174 mA/ μs LYT4x13	1.24		1.44	
		di/dt = 225 mA/ μs LYT4x14	1.46		1.70	
		di/dt = 320 mA/ μs LYT4x15	1.76		2.04	
		di/dt = 350 mA/ μs LYT4x16	2.43		2.83	
		di/dt = 426 mA/ μs LYT4x17	3.26		3.79	
低電力 カレントリミット ($C_{BP} = 47\text{ }\mu\text{F}$)	$I_{LIMIT(R)}$ $T_J = 65\text{ }^\circ\text{C}$	di/dt = 133 mA/ μs LYT4x11	0.74		0.86	A
		di/dt = 195 mA/ μs LYT4x12	0.81		0.95	
		di/dt = 192 mA/ μs LYT4x13	1.00		1.16	
		di/dt = 240 mA/ μs LYT4x14	1.19		1.38	
		di/dt = 335 mA/ μs LYT4x15	1.43		1.66	
		di/dt = 380 mA/ μs LYT4x16	1.76		2.05	
		di/dt = 483 mA/ μs LYT4x17	2.35		2.73	
		di/dt = 930 mA/ μs LYT4x18	4.90		5.70	
最小 ON 時間パルス	$t_{LEB} + t_{IL(D)}$	$T_J = 65\text{ }^\circ\text{C}$	300	500	700	ns
リーディング エッジ ブラ ンキング時間	t_{LEB}	$T_J = 65\text{ }^\circ\text{C}$ 注 B 参照	150		500	ns
カレント リミット ディレイ	$t_{IL(D)}$	$T_J = 65\text{ }^\circ\text{C}$ 注 B 参照		150		ns
過熱保護 温度		注 B 参照	135	142	150	$^\circ\text{C}$
過熱保護 ヒステリシス		注 B 参照		75		$^\circ\text{C}$
BYPASS ピン起動リセッ トスレッシュホールド電圧	$V_{BP(RESET)}$	$0\text{ }^\circ\text{C} < T_J < 100\text{ }^\circ\text{C}$	2.25	3.30	4.25	V

パラメータ	記号	条件		最小	標準	最大	単位			
		SOURCE = 0 V; $T_J = -20\text{ }^\circ\text{C}$ to $125\text{ }^\circ\text{C}$ (特に指定がない場合)								
出力										
オン抵抗	$R_{DS(ON)}$	LYT4x11 $I_D = 100\text{ mA}$	$T_J = 65\text{ }^\circ\text{C}$		11.5	13.2	Ω			
			$T_J = 100\text{ }^\circ\text{C}$		13.5	15.5				
		LYT4x12 $I_D = 100\text{ mA}$	$T_J = 65\text{ }^\circ\text{C}$		6.9	8.0				
			$T_J = 100\text{ }^\circ\text{C}$		8.4	9.7				
		LYT4x13 $I_D = 150\text{ mA}$	$T_J = 65\text{ }^\circ\text{C}$		5.3	6.0				
			$T_J = 100\text{ }^\circ\text{C}$		6.3	7.3				
		LYT4x14 $I_D = 150\text{ mA}$	$T_J = 65\text{ }^\circ\text{C}$		3.4	3.9				
			$T_J = 100\text{ }^\circ\text{C}$		3.9	4.5				
		LYT4x15 $I_D = 200\text{ mA}$	$T_J = 65\text{ }^\circ\text{C}$		2.5	2.9				
			$T_J = 100\text{ }^\circ\text{C}$		3.0	3.4				
		LYT4x16 $I_D = 250\text{ mA}$	$T_J = 65\text{ }^\circ\text{C}$		1.9	2.2				
			$T_J = 100\text{ }^\circ\text{C}$		2.3	2.7				
		LYT4x17 $I_D = 350\text{ mA}$	$T_J = 65\text{ }^\circ\text{C}$		1.7	2.0				
			$T_J = 100\text{ }^\circ\text{C}$		2.0	2.4				
		LYT4x18 $I_D = 600\text{ mA}$	$T_J = 65\text{ }^\circ\text{C}$		1.3	1.5				
			$T_J = 100\text{ }^\circ\text{C}$		1.6	1.8				
		オフ時ドレイン 漏れ電流	I_{DSS}	$V_{BP} = 6.4\text{ V}$ $V_{DS} = 560\text{ V}$ $T_J = 100\text{ }^\circ\text{C}$					50	μA
		ブレイクダウン電圧	BV_{DSS}	$V_{BP} = 6.4\text{ V}$ $T_J = 65\text{ }^\circ\text{C}$		670				V
最小ドレイン 供給電圧		$T_J < 100\text{ }^\circ\text{C}$		36			V			
立ち上がり時間	t_R	標準的なフライバックで測定 注 B 参照			100		ns			
立ち下がり時間	t_F				50		ns			

注:

- A. 負の値の仕様について、負の温度係数は上昇温度における上昇の大きさに対応し、正の温度係数は上昇温度における下降の大きさに対応します。
- B. 特性により保証。製造でのテストなし。

標準パフォーマンス特性

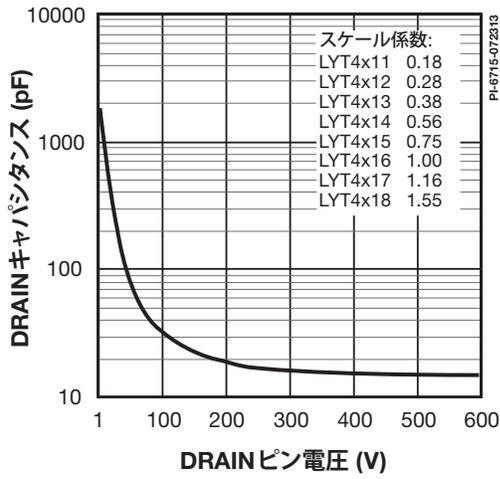


図 14. ドレイン容量とドレイン ピン電圧

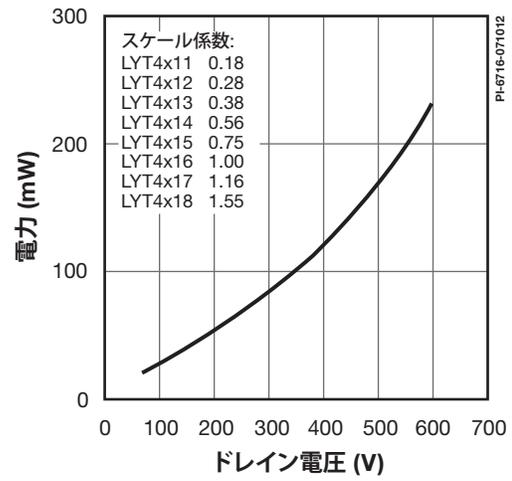


図 15. 電力とドレイン電圧

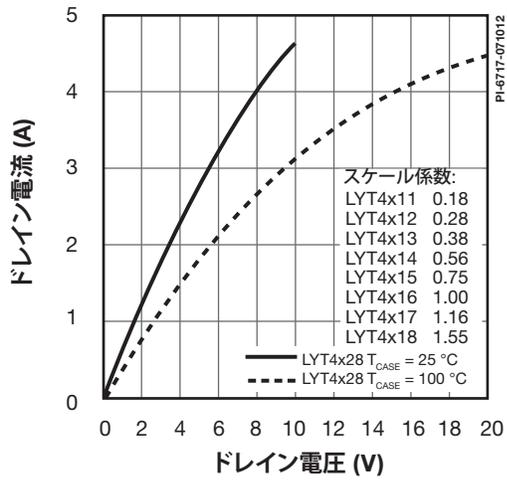


図 16. ドレイン電流とドレイン電圧

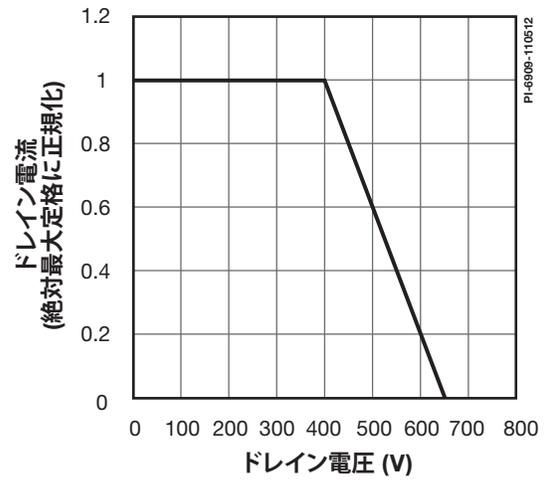
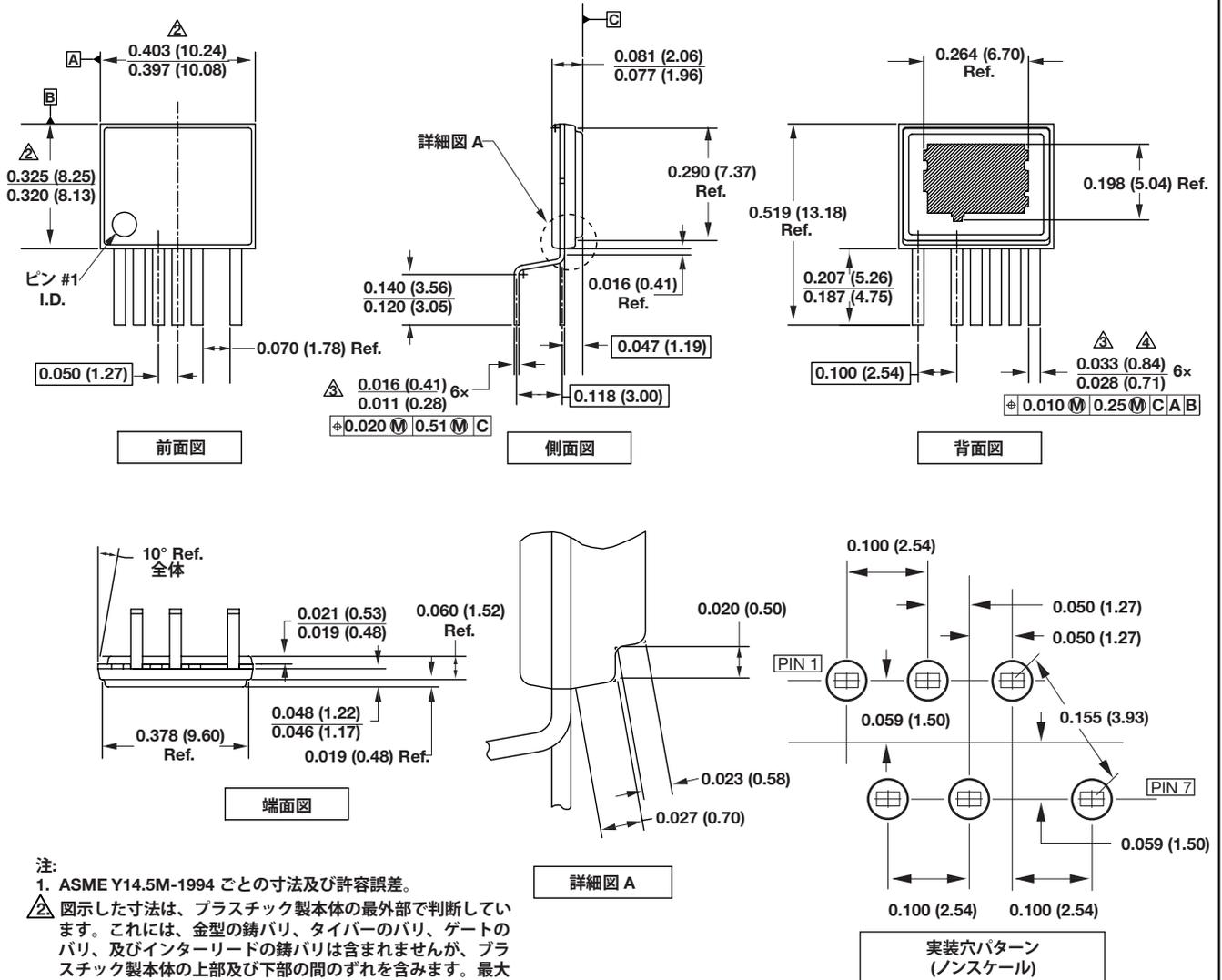


図 17. 最大許容ドレイン電流とドレイン電圧

eSIP-7C (E パッケージ)

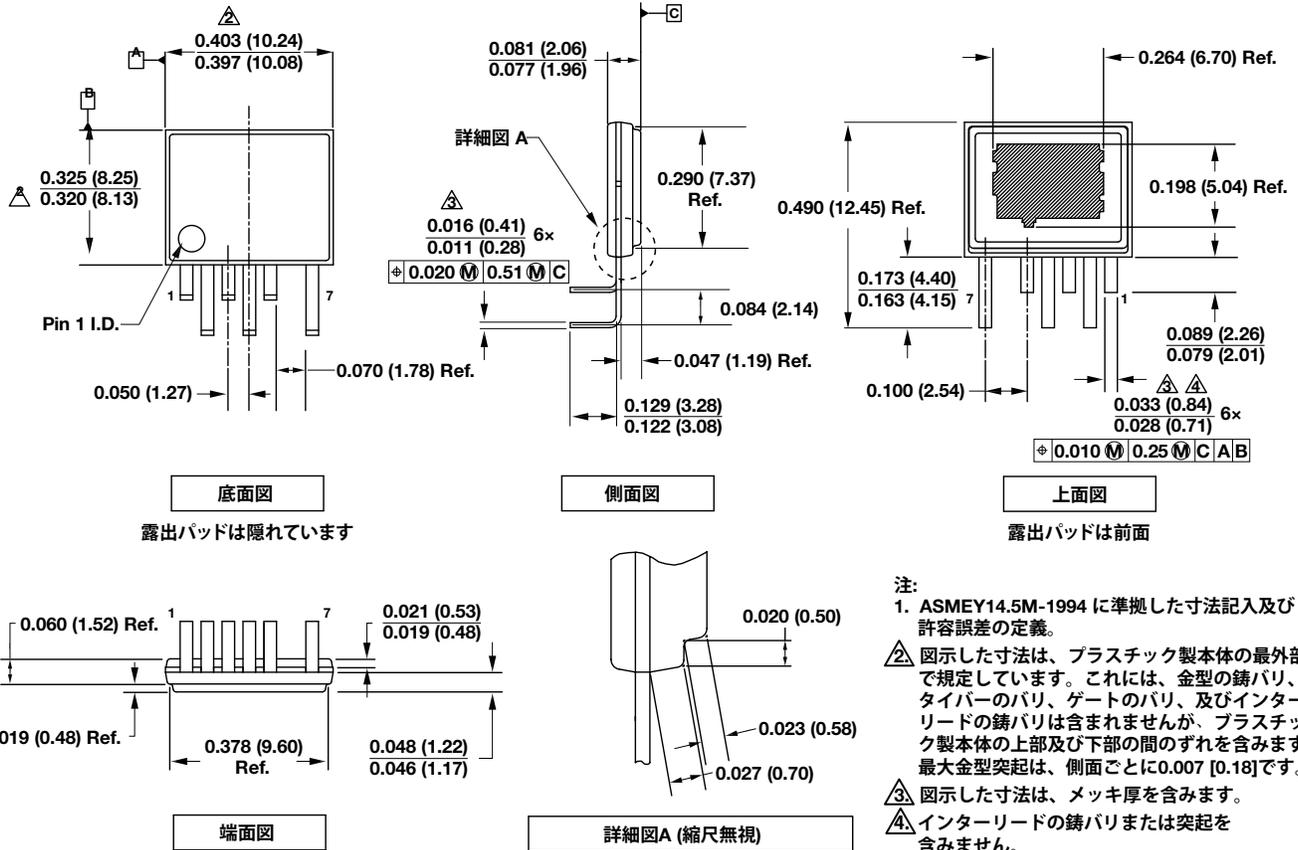


注:

- ASME Y14.5M-1994 ごとの寸法及び許容誤差。
- 図示した寸法は、プラスチック製本体の最外部で判断しています。これには、金型の鑄バリ、タイバーのバリ、ゲートのバリ、及びインターリードの鑄バリは含まれませんが、プラスチック製本体の上部及び下部の間のずれを含みます。最大金型突起は、側面ごとに0.007 [0.18]です。
- 図示した寸法は、メッキ厚を含みます。
- インターリードの鑄バリまたは突起を含みません。
- 寸法の単位はインチ(mm) です。

PI-4917-061510

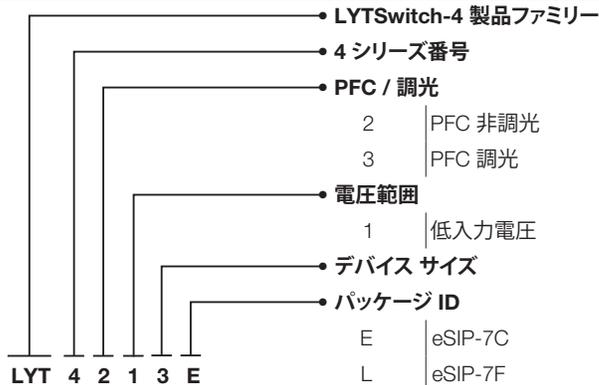
eSIP-7F (L パッケージ)



注:
 1. ASMEY14.5M-1994 に準拠した寸法記入及び許容誤差の定義。
 図示した寸法は、プラスチック製本体の最外部で規定しています。これには、金型の鑄バリ、タイバーのバリ、ゲートのバリ、及びインターリードの鑄バリは含まれませんが、プラスチック製本体の上部及び下部の間のずれを含みます。最大金型突起は、側面ごとに0.007 [0.18]です。
 図示した寸法は、メッキ厚を含みます。
 インターリードの鑄バリまたは突起を含みません。
 5. 寸法の単位はインチ (mm) です。

PI-5204-061510

品番コード体系表



改訂	注	日付
A	初回リリース。	2012年11月
B	ページ13及び14の最小及び標準パラメータテーブルの値を修正。	2013年2月
B	ページ13、14、15のパラメータ I_{CH1} 、 I_{CH2} 、 I_{CD1} 、 DC_{AR} 、 $I_{LIMIT(F)}$ 、 $I_{LIMIT(R)}$ を更新。	2013年2月20日
C	図1、3a、3b、3c、3d、8、9、13を更新。	2013年6月
D	「絶対最大定格」セクションに注6を追加しました。	2013年10月

最新の情報については、弊社ウェブサイトをご覧ください。 www.powerint.com

Power Integrations は、信頼性または製造性を向上させるために、いつでも製品を変更する権利を留保します。Power Integrations は、ここに記載した機器または回路を使用したことから生じる事柄について責任を一切負いません。Power Integrations は、ここでは何らの保証もせず、商品性、特定目的に対する適合性、及び第三者の権利の非侵害の黙示保証なども含めて、すべての保証を明確に否認します。

特許情報

ここで例示した製品及びアプリケーション (製品の外付けトランス構造と回路も含む) は、米国及び他国の特許の対象である場合があります。また、潜在的に、Power Integrations に譲渡された米国及び他国の出願中特許の対象である場合があります。Power Integrations の持つ特許の完全なリストは、www.powerint.com/ja に掲載される予定です。Power Integrations は、<http://www.powerint.com/ip.htm> に定めるところに従って、特定の特許権に基づくライセンスを顧客に許諾します。

生命維持に関する方針

Power Integrations の社長の書面による明示的な承認なく、Power Integrations の製品を生命維持装置またはシステムの重要な構成要素として使用することは認められていません。ここで使用した用語は次の意味を持つものとします。

- 「生命維持装置またはシステム」とは、(i) 外科手術による肉体への植え込みを目的としているか、または (ii) 生命活動を支援または維持するものであり、かつ (iii) 指示に従って適切に使用したときに動作しないと、利用者に深刻な障害または死をもたらすと合理的に予想されるものです。
- 「重要な構成要素」とは、生命維持装置またはシステムの構成要素のうち、動作しないと生命維持装置またはシステムの故障を引き起こすか、あるいは安全性または効果に影響を及ぼすと合理的に予想される構成要素です。

PI ロゴ、TOPSwitch、TinySwitch、LinkSwitch、LYTSwitch、DPA-Switch、PeakSwitch、CAPZero、SENZero、LinkZero、HiperPFS、HiperTFS、HiperLCS、Qspeed、EcoSmart、Clampless、E-Shield、Filterfuse、StakFET、PI Expert 及び PI FACTS は Power Integrations, Inc. の商標です。その他の商標は、各社の所有物です。©2013, Power Integrations, Inc.

Power Integrations の世界各国の販売サポート担当

世界本社

5245 Hellyer Avenue
San Jose, CA 95138, USA.
代表:+1-408-414-9200
カスタマー サービス:
電話:+1-408-414-9665
ファックス:+1-408-414-9765
電子メール:
usasales@powerint.com

中国 (上海)

Rm 1601/1610, Tower 1,
Kerry Everbright City
No. 218 Tianmu Road West,
Shanghai, P.R.C. 200070
電話:+86-21-6354-6323
ファックス:+86-21-6354-6325
電子メール:
chinasales@powerint.com

中国 (深圳)

3rd Floor, Block A,
Zhongtuo International Business
Center, No. 1061, Xiang Mei Rd,
FuTian District, ShenZhen,
China, 518040
電話:+86-755-8379-3243
ファックス:+86-755-8379-5828
電子メール:
chinasales@powerint.com

ドイツ

Lindwurmstrasse 114
80337 Munich
Germany
電話:+49-89-527-39110
ファックス:+49-89-527-39200
電子メール:
eurosales@powerint.com

インド

#1, 14th Main Road
Vasanthanagar
Bangalore-560052 India
電話:+91-80-4113-8020
ファックス:+91-80-4113-8023
電子メール:
indiasales@powerint.com

イタリア

Via Milanese 20, 3rd.Fl.
20099 Sesto San Giovanni (MI)
Italy
電話:+39-024-550-8701
ファックス:+39-028-928-6009
電子メール:
eurosales@powerint.com

日本

〒222-0033
神奈川県横浜市
港北区
新横浜 2-12-11
光正第3ビル
電話:+81-45-471-1021
ファックス:+81-45-471-3717
電子メール:
japansales@powerint.com

韓国

RM 602, 6FL
Korea City Air Terminal B/D, 159-6
Samsung-Dong, Kangnam-Gu,
Seoul, 135-728, Korea
電話:+82-2-2016-6610
ファックス:+82-2-2016-6630
電子メール:
koreasales@powerint.com

シンガポール

51 Newton Road
#19-01/05 Goldhill Plaza
Singapore, 308900
電話:+65-6358-2160
ファックス:+65-6358-2015
電子メール:
singaporesales@powerint.com

台湾

5F, No. 318, Nei Hu Rd., Sec. 1
Nei Hu Dist.
Taipei 11493, Taiwan R.O.C.
電話:+886-2-2659-4570
ファックス:+886-2-2659-4550
電子メール:
taiwansales@powerint.com

ヨーロッパ本社

1st Floor, St. James's House
East Street, Farnham
Surrey GU9 7TJ
United Kingdom
電話:+44 (0) 1252-730-141
ファックス:+44 (0) 1252-727-689
電子メール:
eurosales@powerint.com

アプリケーション ホットライン
World Wide +1-408-414-9660

アプリケーション ファクス
World Wide +1-408-414-9760